

42V 전동식 에어컨 시스템용 영구자석 매입형 동기 전동기 및 드라이버 개발

論 文
54B-6-2

Development of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor and Drive for 42V Electric Air-conditioner System in Vehicles

李根浩[†] · 李旨榮^{*} · 洪正杓^{**}
(Geun-Ho Lee · Ji-Young Lee · Jung-Pyo Hong)

Abstract - In this paper, designs of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) and its motor driver for 42V automotive air condition system are introduced. The characteristics of the IPMSM are predicted by using d-q equivalent circuit having the parameters, such as current phase angle, d-q axis inductances, core loss resistance, etc. The experimental and analysis results of the prototype are compared to show validity of the analysis method, and to give analyzed characteristics in detail. As the result, an improved IPMSM is designed to widen the operating speed limit of prototype; a cost effective AC drive are considered at the same time.

Key Words : 매입형 전동기, 42V 시스템, 에어컨 시스템

1. 서 론

자동차의 발전은 수송 수단으로써 사회에 많은 공헌을 하였다. 그러나 환경 및 에너지 고갈 문제가 발생하고 있는 오늘날, 자동차 엔진의 성능 향상 및 자동차 탑승자의 안전과 편의를 위해, 자동차의 내연기관과 기계장치가 전동기와 제어 장치를 사용하는 전기/전자 시스템으로 전환되는 추세이다[1]. 연료 소비효율의 향상 및 배기가스 저감을 위한 새로운 개념의 일체형 시동 및 전원공급 장치(Integrated Starter & Generator, ISG), 전자기 밸브(Electromagnetic Valve), 차량의 성능개선을 위한 전동기로 구동되는 조향 보조 장치(Electric Power Steering)와 펌프(Electric Water Pump), 그리고 성능개선 및 편의성 향상을 위한 전동식 에어컨(Electric Air-conditioner) 등 차량 전동화의 증가에 따른 에너지 증가 요구에 따라 기존의 전원시스템의 한계를 극복하기 위한 대안으로 제시된 것이 차량용 고전압 체계인 42V 시스템이다. 42V 시스템은 동일 소비 전력을 갖는 부하에 대해 14V 시스템보다 전류가 1/3로 감소한다. 따라서 시스템적인 측면에서는 와이어의 두께가 줄어들어 경로 설계가 용이할 뿐 아니라 와이어링 경량화로 인해 추가적인 연비향상도 기대할 수 있다[2].

그러나 전동기 측면에서는 전압이 높아짐에 따라 브러쉬 타입의 DC 모터의 경우, 아킹(Arcing) 등의 문제가 발생하게 되므로 브러시리스형 모터를 개발하게 되는데, 이 중 효율이 우수하고 컴팩트한 설계가 가능한 전동기로서 매입형 영구자석 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor,

이하 IPMSM)를 들 수 있다[2]. IPMSM은 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor, 이하 SPMSM)와는 달리 영구자석이 회전자 내부에 매입되어 있으며, q축 인덕턴스가 d축 인덕턴스보다 크게 되는 돌극성을 가지게 된다. 이와 같이 돌극성을 가지는 전동기의 특징은 영구자석에 의한 마그네틱 토크뿐만 아니라 d축과 q축 사이의 자기저항 차이에 따라 발생하는 릴럭턴스 토크 성분이 존재하고, 적절한 전류위상제어를 통하여 이 릴럭턴스 토크를 이용할 수 있으므로 보다 큰 토크를 얻을 수 있으며 고전압 전류를 이용하여 공극자속을 조절할 수 있다. 또한 기계적으로 영구자석이 회전자 내부에 부착되어 있으므로 구조가 견고하다[3-6]. 특히, 공회전 정지(Idle stop) 시에도 에어컨이 동작해야 하므로 현재는 차량 내 반드시 요구되는 중요한 전기부하이며, ISG시스템의 출원으로 전동식 에어컨 시스템에서의 구동 전동기는 소형화, 경량화 및 고 효율화를 위해서 에너지 밀도가 높고 운전 영역이 넓은 특성이 요구된다. 따라서 IPMSM을 사용하면, 높은 출력밀도와 고 효율 특성뿐만 아니라 우수한 불가역감각특성을 가지므로, 자동차 에어컨 시스템용 전동기로서 적합하다[1][2].

본 논문에서는 차량용 42V 전동식 에어컨 시스템에 사용 가능한 IPMSM의 설계와 시작기로 제작된 전동기의 특성과 문제점에 대해 다룬다. 또한 42V IPMSM의 구동드라이버의 설계 개념과 시작기의 제어 알고리즘에 대해 소개하고자 한다.

특성해석 기법은 정상상태의 3상 정지좌표계를 d-q축으로 분해하고, 등가회로 및 특성방정식을 이용하였다[3]. 역기전력은 실험치와 유한요소법(Finite Element Method, FEM)으로 구한 해석치를 비교, 분석하여 특성해석 파라미터로 활용하며, d-q축 인덕턴스는 FEM을 이용하여 산정한다. 기본모델의 파라미터를 기준으로 하여 전류위상각, 역기전력, 인덕턴스 변화에 따른 전동기 특성을 분석하여 그 결과를 정토크 속도영역을 증가시키기 위한 전동기 설계에 반영하였다. 각

[†] 교신저자, 正會員 : 昌原大學校 電氣共學科 博士課程

E-mail : motor@nc.namhae.ac.kr

^{*} 正會員 : 昌原大學校 電氣共學科 博士課程

^{**} 正會員 : 昌原大學校 電氣共學科 副教授 · 工博

接受日字 : 2005年 1月 25日

最終完了 : 2005年 5月 5日

파라미터 분석에 의한 결과로서 개선모델을 제안하고, 개선모델과 기본모델의 특성을 비교하여 정토크 속도영역이 개선되었음을 확인하였다.

2. 본 론

2.1 42V 전동식 에어컨 시스템용 전동기

차량용 에어컨 시스템은 공간적용이 일반 가정의 방과 비교하여 1/10정도이나, 한여름 주차 중 일사로 인한 차 실내온도가 65도까지 상승하므로 이러한 상태로 탑승 시, 단시간에 차의 실내 온도를 낮추기 위해서는 큰 냉방능력을 필요로 하는데 가정용에 비해서 약 2배 이상의 냉방능력이 필요하다[1]. 에어컨 시스템에 있어서 컴프레서는 전기에너지의 약 80-90%가 소비되므로 컴프레서의 고효율화는 냉동공조기기의 성능에 직결된다. 컴프레서는 그 피스톤의 동작 방식에 따라 사판식(Swash Plate Type), 크랭크식, 워블플레이트식(Wobble Plate)과 베인로터리식(Vane Rotary), 스크롤(Scroll Type)식이 있다[1]. 방식에 따라서 고속의 전동기(10,000rpm이상)가 필요한 경우가 있고, 약 3,000-4,000 rpm 정도의 전동기가 장착되는 시스템이 있는데 중형 승용차의 경우 약 3-4kW의 출력을 낼 수 있어야 한다. 에어컨 시스템의 특성상 컴프레서의 속도가 높아질수록 부하가 커지는 특성을 가지므로 약계자 제어의 필요성은 없으며 정토크 영역이 코드로 설계해야 한다. 표 1에는 본 연구에서 개발하고자 하는 42V 차량 에어컨 컴프레서용 전동기의 요구 사양을 나타내었다.

표 1. 42V 차량 에어컨 컴프레서용 전동기의 요구 사양 Table 1.

파라미터	요구사항	파라미터	요구사항	비고
제한 전류	100 A	최대 선간 전압	28.1V	정격 운전 시
정격 속도	3500 rpm	구동방식	정현파 구동	소음진동의 저감
정격 토크	10Nm			

2.2 IPMSM의 등가회로 및 특성식

IPMSM의 3상 정지 좌표계의 전압 방정식을 2상의 정지 좌표계 전압식으로 변환하였을 때 행렬의 형태로 간단화한 수식을 식 (1)에 나타내었다. 비록 행렬의 형태로 표현한 2상 정지 좌표계의 전압 방정식이지만 인덕턴스 항이 회전자 위치의 2배 함수와 관련 있고, 2상 각각에 상호 간섭항이 존재하여 역시 복잡한 형태이므로 매입형 영구자석 전동기의 특성해석을 위해서는 2상 정지 좌표계 역시 복잡하여 적합하지 못하다.

회전자를 기준으로 한 동기 좌표계에서는 좌표축이 동기 속도로 회전하고 있으므로 동기 속도로 회전하고 있는 고정자의 전압과 전류벡터는 회전자 축에서 볼 때 직류 값과 같이 일정 값으로 된다. 이것은 2상 정지 좌표계에서 볼 수

있듯이 회전자의 위치에 관련된 항은 모두 상수 값이 되므로 수식을 아주 간략화 할 수 있으며, 매입형 영구자석 전동기의 동기 좌표축 상에서의 고정자 전압 방정식은 식 (2)처럼 쓸 수 있고, 이를 철손저항을 고려하여 등가회로로 나타내면 그림 1과 같다 [7].

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + P \left\{ \begin{bmatrix} a + b \cos 2\theta_r & -b \sin 2\theta_r \\ -b \sin 2\theta_r & a - b \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \phi_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad (1)$$

여기서,

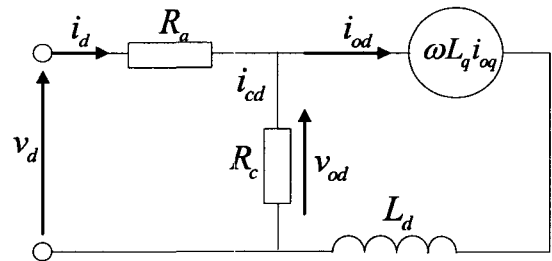
$$L_{ds} = \frac{3}{2}(L_0 - L_2), \quad L_{qs} = \frac{3}{2}(L_0 + L_2),$$

$$a = \frac{L_{qs} + L_{ds}}{2}, \quad b = \frac{L_{qs} - L_{ds}}{2}$$

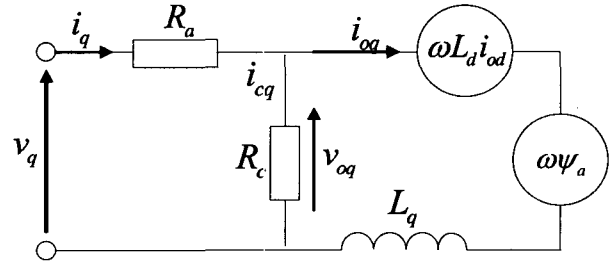
$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,

- ω_r : 동기각속도, V_{ds}^r, V_{qs}^r : d, q축 단자전압,
- L_{ds}, L_{qs} : d, q축 인덕턴스
- i_{ds}^r, i_{qs}^r : d, q축 고정자 전류, R_s : 고정자 저항,
- P : 극 쌍수,
- ψ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속,



(a) D축 등가회로



(b) Q축 등가회로

그림 1. 철손 저항을 고려한 IPMSM의 등가회로

Fig. 1 Equivalent circuits of IPMSM considering iron loss resistance ; (a) D-axis equivalent circuit, (b) Q-axis equivalent circuit

식 (1)과 (2)는 동기 전동기의 동기 좌표계 상에서의 식이며, 임의의 좌표계에 대하여는 ω_r 을 ω 로 치환하면 된다.

ω 는 임의의 좌표계 상에서의 각 주파수이다.

그림 1의 등가회로를 이용하여 전동기의 특성해석을 하기 위해서는 각각의 파라미터를 산정하여 부하에 따른 전류를 예측할 수 있어야 한다. 등가회로 상에서 주요한 파라미터는 다음의 대표적인 4가지를 들 수 있다 [8].

- (1) 상당 영구자석에 의한 쇄교자속, ψ_a
- (2) 상당 전기자 권선 저항, R_a
- (3) 등가 철손 저항, R_c
- (4) D, Q축 자기 인덕턴스, L_d, L_q

4가지 파라미터 중, 영구자석에 의한 쇄교자속은 일반적인 유한요소 해석에 의해서 쉽게 산정할 수 있으며[9], 권선 저항 또한 저항률과 권선치수에 의해서 계산할 수 있다. 이에 비해 철손 저항과 D, Q축 인덕턴스는 비교적 복잡한 계산 방식이 요구된다. 본 논문에서는 등가 철손저항은 [10]에서 제시한 방법에 의해서 철손량과 인가전압과의 관계에 의해서 산정하였으며, D, Q축 인덕턴스는 [11]과 [12]에서 사용한 방법을 이용하였다.

등가회로에 필요한 파라미터를 산정한 후, 각 부하에 따른 전류를 계산하고, 이를 이용하여 전동기의 출력을 산정할 수 있다. 동기 전동기의 토크식은 전동기의 출력으로부터 구할 수 있으며, 식 (3)은 매입형 영구자석 전동기의 토크 식을 나타낸다. 첫째 항은 회전자 d축에 일치된 자석자속과 q축에 일치된 고정자 전류의 상호작용으로 발생한 영구자석에 의한 토크로서 자속과 q축 전류의 곱에 비례한다. 두 번째 항은 d축과 q축의 전류에 의한 자속성분 $L_{ds}i_{ds}^r$ 와 $L_{qs}i_{qs}^r$ 에 각각에 수직인 전류 성분 i_{ds}^r, i_{qs}^r 가 작용하여 발생하는 토크, 즉 d, q축의 돌극성 때문에 자기저항의 차에 의한 릴럭턴스 토크성분이 존재한다. 이러한 토크 발생 원리는 기존의 표면 부착형 영구자석 전동기와 동기형 릴럭턴스 전동기의 특성을 함께 갖고 있으므로 때때로 혼합형(Hybrid Type) 이라는 명칭이 쓰이기도 한다. 앞서 첫 번째 항은 영구자석에 의한 토크이며, 두 번째 항은 자기저항 차에 의한 릴럭턴스 토크이므로 표면부착형 영구자석 전동기는 매입형 영구자석 전동기의 특별한 한 형태로 생각할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\psi_a i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (3)$$

자동차용 컴프레서구동용 전동기의 경우 용량이 크고 빠른 회전수를 가져야 하므로 표면 부착형 전동기에 비해 전동기의 돌극성을 이용할 수 있는 매입형 영구자석 전동기가 효과적이라고 볼 수 있다.

2.3 IPMSM의 설계 및 시험

그림 2는 시작기로 설계 제작된 IPMSM의 형상과 역기전력을 나타내었고, 설계 결과는 표 2와 같다. 설계된 전동기의 전류와 전류 위상각에 따른 d, q축 인덕턴스는 그림 3과 같다. 1차 설계에서는 10Nm부하에 대해 최대 3300rpm까지 운전이 가능하였다. 42V입력에서 최대 속도 설계치를

만족하지 못한 것은 전류위상각, 역기전력, 인덕턴스 등의 파라미터에 대한 정확한 측정값을 반영하지 못한데 원인이 있는 것으로 본다. 이는 목표 속도 치인 3500rpm을 만족시키지 못하였으며 개선이 필요하였다.

파라미터가 전동기의 운전특성에 미치는 영향을 분석하기 위하여 전류위상각, 역기전력 및 인덕턴스의 변화에 따른 특성해석을 수행하였는데, 그림 4는 전류 위상각 변화에 대한 특성을 나타낸 것이다. 동일속도에서 전류위상각이 증가하면, 일정한 토크를 발생시키기 위해서 입력 전류는 증가하게 된다. 이 때, 그림 4 (b)의 저항 성분을 무시한 간략화된 벡터도에서 볼 수 있듯이, 전류 위상각 증가에 따라 전류 성분 중 q축 보다 d축 전류가 크게 증가하게 되고, 이에 따라 동일한 출력에 대해서는 입력 전압의 여유가 생기게 된다.

그림 5는 인덕턴스 변화에 따른 특성으로서, 인덕턴스가 감소함에 따라 동일한 입력 전압 하에서 임피던스가 감소하였으므로 입력 전류가 증가하게 된다. 역기전력과 전류 위상각이 일정할 때, 증가한 전류에 의해서 그림 5 (b)와 같이 토크는 증가하게 된다. 따라서 일정한 부하토크에 대해서는 입력 전압이 낮아질 수 있다. 실제 요구 토크에서 더 작은 전압이 요구되므로 최대 입력전압에 대한 정토크 속도영역을 확장시킬 수 있다.

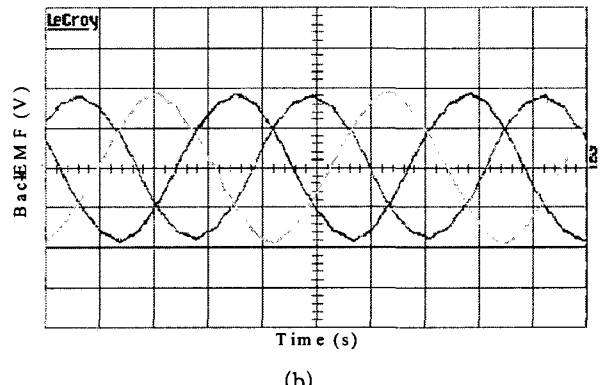
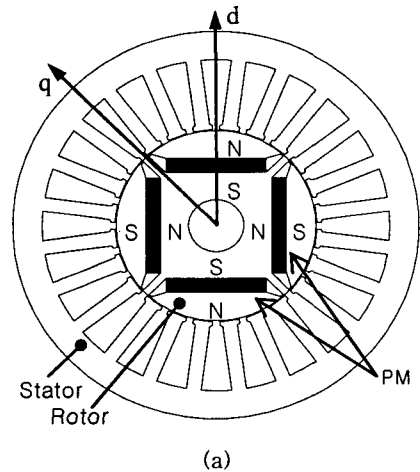


그림 2. 설계 제작된 IPMSM 형상 및 역기전력 (3500rpm, 10V/div, 2ms/div)

Fig. 2 Configuration and Back EMF of fabricated IPMSM (3500rpm, 10V/div, 2ms/div)

표 2. IPMSM 설계 결과

Table 2. Design results of IPMSM

파라미터	값	파라미터	값
영구자석전류자속밀도	1.2 T	고정자 외경	110 mm
극수/슬롯수	4극 24슬롯	고정자 적층 길이	75 mm
상당 직렬 턴수	16 turns	skew 각	1 slot pitch

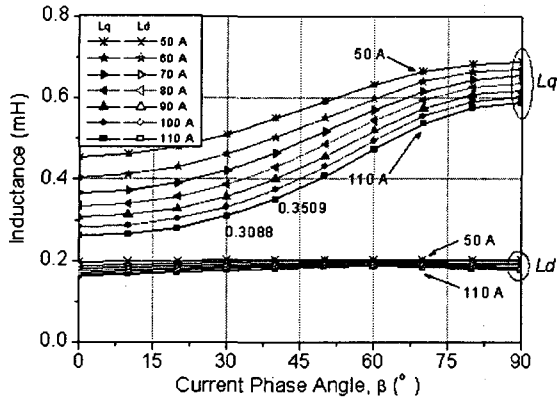
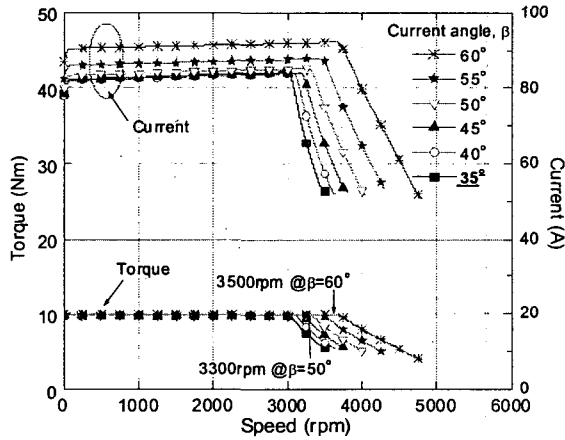
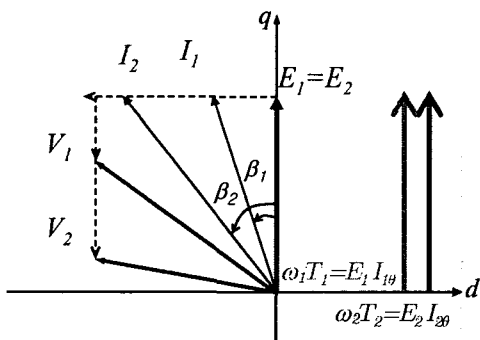


그림 3. 전류와 전류 위상각에 따른 인덕턴스
Fig. 3 Inductances according to current and current angle variation

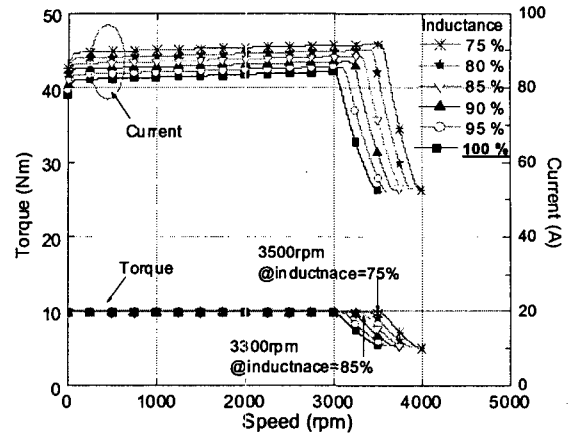


(a) Speed-torque-current curve

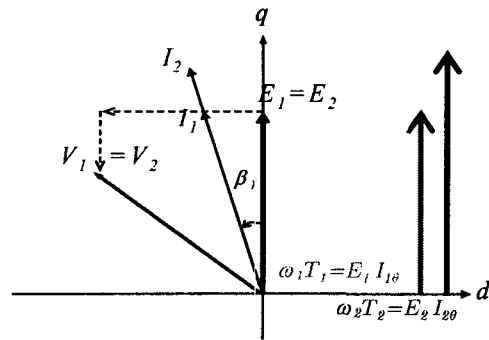


(b) Simplified vector diagram

그림 4. 전류 위상각 변화에 따른 속도-토크-전류 곡선
Fig. 4. Characteristics according to current angle



(a) Speed-torque-current curve



(b) Simplified vector diagram

그림 5. 인덕턴스 변화에 따른 속도-토크-전류 곡선
Fig. 5 Characteristics according to inductance variation

IPMSM의 기본모델의 운전특성을 검토한 결과, 요구 사양을 만족시키기 위하여, 최대 정토크 운전속도를 향상시키기 위한 전류위상각과 인덕턴스의 변화가 속도영역을 증가시키는 주요 요인임을 알 수 있었으며, 전류위상각 변화의 경우, 전동기 파라미터를 변화시킬 필요 없이 구동 시스템에서 제어 가능하며, 기본모델에 대해 실험적으로 검토한 결과, 10Nm 부하토크에서 3300rpm 이상 증가하지 못하였으므로, 전동기 파라미터 변경을 통하여 속도영역을 확보함으로써 특성을 개선해야 한다.

개선안으로, 기존 전동기의 고정자 요크에 한 슬롯피치만 큼 스류를 부여했는데, 고정자 요크에 스류를 부여함으로써 역기전력 파형이 보다 정현적으로 개선되어지고, 유효 자속량이 감소하게 된다. (그림 6참조). 유효 자속량의 감소는 역기전력 및 인덕턴스가 감소되고, 유효턴수가 감소하는 효과를 가지므로 속도 영역을 증가시킬 수 있다[2][3]. 그러나, 일정한 토크를 유지하기위하여 입력 전류는 보다 증가하게 된다.

그림 7은 부하와 전류위상각 변화에 따른 입력전류를 비교하였으며, 그림 8은 스류에 의해 역기전력과 인덕턴스가 감소했을 때 운전특성해석을 수행한 결과이며, 특성해석 결과는 기본모델보다 50rpm이 증가한 3050rpm이 되었다. 실제 실험에서는 기본모델보다 200rpm이 증가하여 3500rpm을 만족시킬 수 있었다.

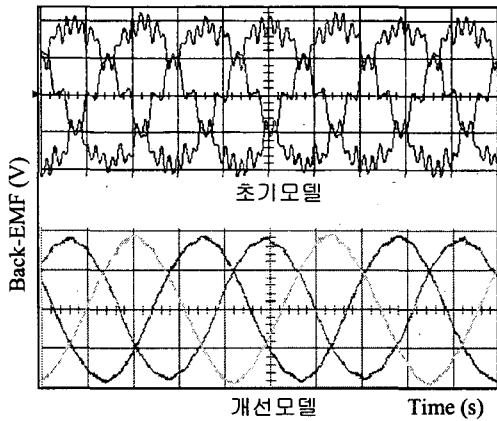


그림 6. 역기전력비교
Fig. 6 The comparison of back EMF

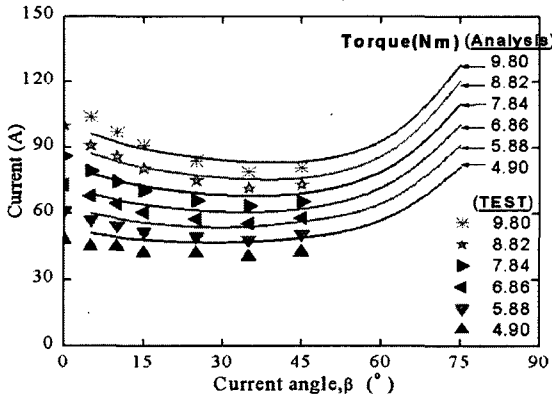


그림 7. 부하와 전류위상각 변화에 따른 입력전류
Fig. 7 Input current according to load and current angle

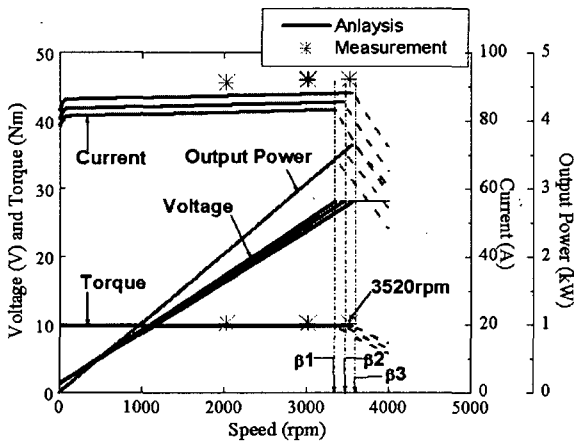


그림 8. 속도변화에 따른 토크 및 전류 특성
Fig. 8 Torque and current characteristics for speed variation

여기에서 해석치의 경우, 스코를 주지 않은 기본모델과 비교하기 위해 전류위상각을 35°로 고정하여 속도를 계산한 반면, 실험에서는 최대속도를 발생시키는 전류위상각에서 속도를 측정했기 때문에 해석치와 실험치에서 속도 오차가 발생한 것으로 분석된다.

2.4 IPMSM 구동 드라이브의 설계

표 3은 시작기로 제작된 IPMSM 구동 드라이브의 사양이다. 전동기 제어를 위해 제작된 인버터는 TMS320LF2407 DSP 프로세서를 사용하고 SVPWM 방식을 채용하여 속도 제어를 수행한다. 전류 검출은 HCT(Hall effect Current Sensor)를 이용하였고 회전자 위치검출 및 속도제어를 하기 위한 센서는 Hall IC를 사용하였다. 차량용의 경우 전력반도체 소자의 전압 강하를 줄이기 위하여 FET를 사용하였으며 6-Pack 75V, 250A를 사용하였다. 초기 개발시 전류 검출을 위해 0.5mΩ의 분로(Shunt) 저항을 사용하였으나 큰 전류와 분로저항의 특성 문제로 HCT를 사용하였다.

그림 9는 교류전동기 구동인버터에 있어서 전류 검출 방식을 나타낸 것인데, a부에서의 전류 검출은 실제 전동기의 입출력 전류이므로 검출이 용이하지만 2상 또는 3상의 전류를 검출해야 하고 신호처리에서 절연이 필요하여 비용이 많이 든다. b의 위치에서 검출은 직류단의 접지(GND)와 접속하여 사용하므로 절연의 필요성은 없지만 3개의 센서가 필요하다. 전류 변화는 불연속(discrete)적이며, 따라서 검출하는 시점이 중요하다. c의 위치에서 전류 검출은 단 전류 측정법(Single current sensor method)으로 부르는데, 전동기 2상의 전류가 한 샘플링 구간 동안 모두 흐르게 된다[13]. 그림 10의 좌측과 같은 모양으로 흐르게 되며, PWM에서 유효벡터에서만 각상의 전류가 흐르게 되어 전류 검출 시점을 한 샘플링 구간에서 2번 실시하여 그림 10의 검출전류와 같이 3상전류 신호를 얻을 수 있다 [13]. 하지만 그림 10의 검출전류 모양은 실제 전류와 달리 비정상적인 전류가 검출되는데(원안) 이것은 유효벡터가 인가되는 시간이 매우 짧은 경우 정확한 전류를 검출하지 못해서 발생한다.

이를 해결하기 위해 유효전압 벡터의 시간이 일정 기준 이하 인 경우 그림 11과 같이 두 샘플링 구간 동안 한번은 한상의 유효벡터를 증가시키고 다음 샘플링 시간에 증가시켜 주는 방법으로 전류를 보다 정확히 검출할 수 있었다.

자동차 컴프레서용 IPMSM의 경우 기동 시부터 정격에 가까운 부하가 걸리는 경우가 많으므로 기동 시 최대 토크를 발휘 할 수 있어야 한다. 센서리스에 대한 연구가 많이 수행되어 왔지만 정지 상태에서 정격 토크를 발생시키기란 어려우며 본 연구에서는 Hall IC를 사용하는 방법으로 설계하였다. 3상 모터의 경우 120도 위상차로 Hall IC 3개를 사용할 할 경우 3 Pulse를 얻을 수 있고 3 Pulse를 조합하면 전기각 360도에 대해 6개의 Pulse를 얻을 수 있다. 문제점으로는 분해능이 매우 떨어지므로 저속에서는 구형파 전압 구동을 하고 일정속도 이상 되면 정현파 전압으로 구동하였다. 고속에서는 Pulse 폭을 DSP나 마이크로프로세서의 타이머를 사용하여 측정(Capture 기능)하고 속도를 연산한 후 전류제어 주기마다 적분하여 전기각으로 사용한다. Hall IC 신호의 Edge를 검출하여 회전자 절대 위치를 Update한다. 따라서 극저속 운전이나 정밀제어에는 사용이 어려우며, BLDC전동기를 사용하는 세탁기나 에어컨용에서는 기동시 120도 도통방식을 사용하고 일정 이상의 속도에서 정현파 구동하는 형태로 사용하기도 한다[13]. 그림 12에 전기각 연산의 개념도를 나타내었으며 우측에는 전류 파형을 나타내었다. 극 저속 모드에서는 전류의 고조파가 크며 300rpm이

상에서는 정현파 전류가 인가되는 것을 볼 수 있다. 그림 13에는 그림 17의 자동차 전동 컴프레서 시스템 기동 시에 속도지령이 음의 방향으로 증가할 때의 전기 각, 전류, 속도 지령 및 연산된 속도를 나타내었다. 그림 14는 전체 제어 블록을, 그림 15에는 전류위상각의 변화에 따른 IPMSM의 전류 변화에 따른 토크 곡선은 나타내었다.

표 3. 컴프레서 모터 구동드라이버의 설계사양

Table 3. Specification of drive

파라미터	사양	비고
입력전압	42V DC	@정격속도, 정격토크
최대 전류 용량	100 A	
스위칭 주파수	12kHz	
FET	75V, 250A	IXYS350-75, Peak 전류
구동방식	정현파 구동	소음진동의 저감
Gate 구동방식	IR2130	BootStrap 방식

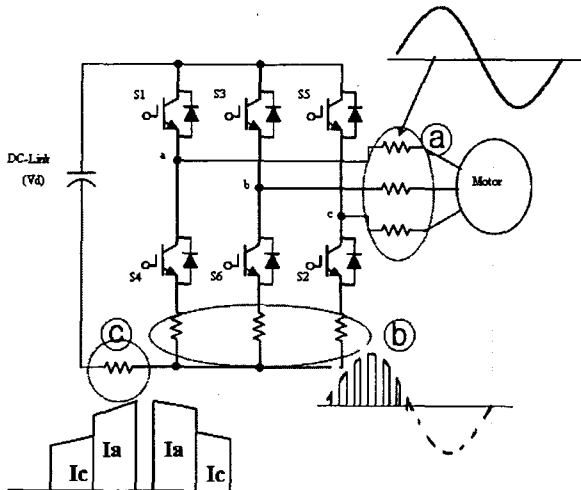
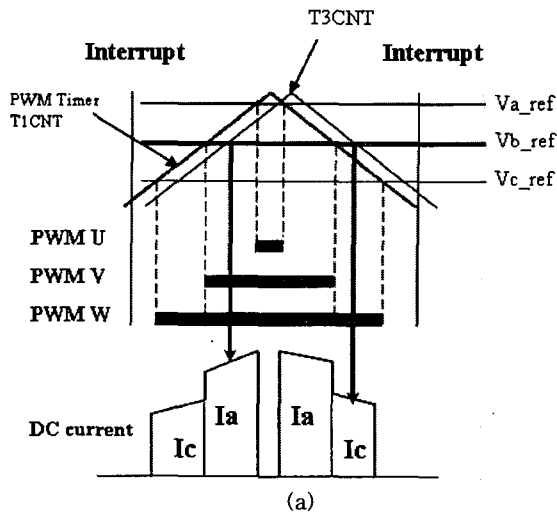
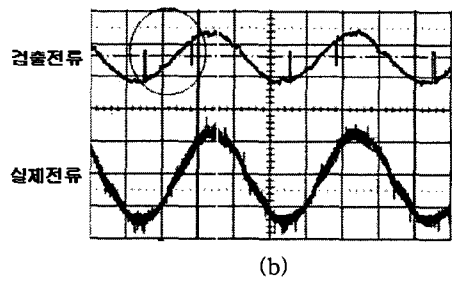


그림 9. 3상 교류 전동기 전류 검출방식
Fig. 9 Current detecting method of 3-phase motors



(a)



(b)

그림 10. Single Current Sensor를 사용한 전류 검출 개념도
Fig. 10 Current detecting concept using single current sensor

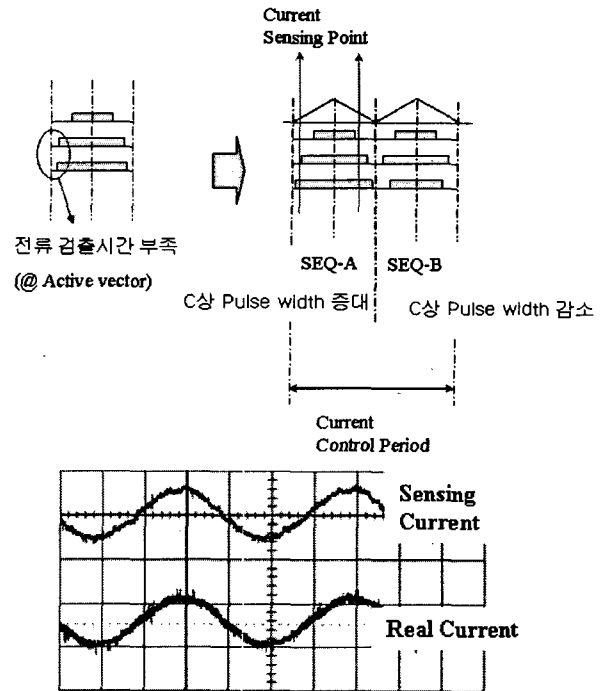


그림 11. Single Current Sensor 검출법의 개선
Fig. 11 Improvement of single current sensor detection

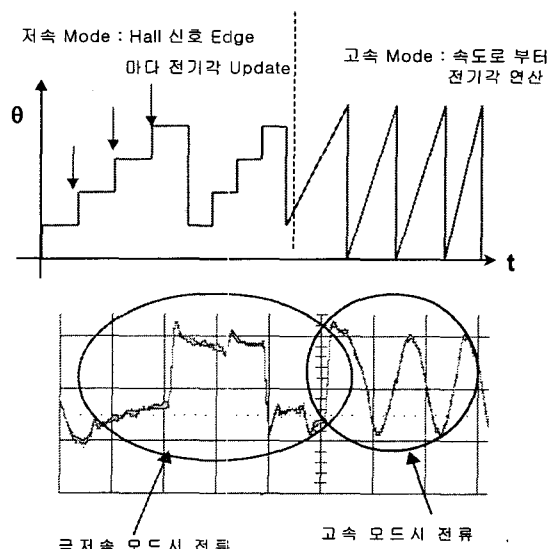


그림 12. Hall IC를 사용하는 경우 전기각 연산
Fig. 12 Current angle calculation in the case of using Hall IC

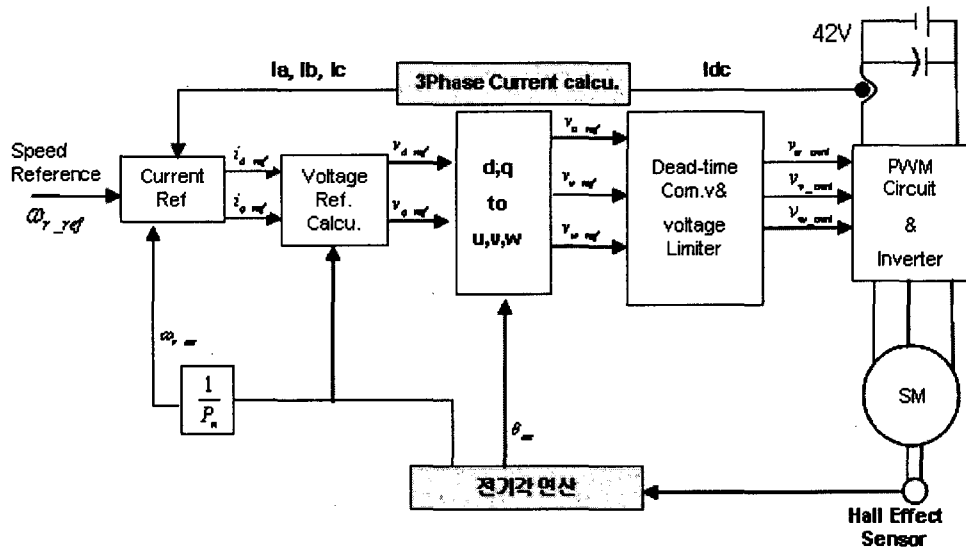


그림 14. 자동차 전동 컴프레서의 IPMSM 구동 드라이버 제어 Block
 Fig. 14. Drive Control Block of IPMSM for electrical vehicle compressor

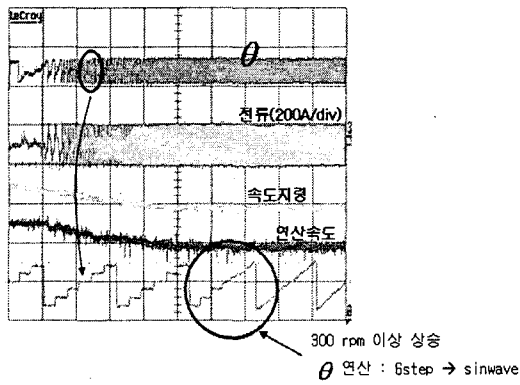


그림 13. 초기 기동 전류를 확보한 경우 기동 특성
 Fig. 13 Starting characteristics in the case of having a good starting current

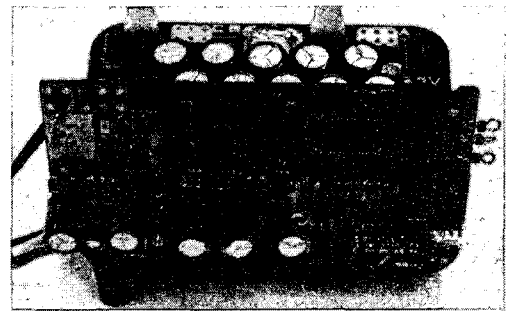


그림 16. 시작기 IPMSM 드라이버
 Fig. 16 Prototype IPMSM drive

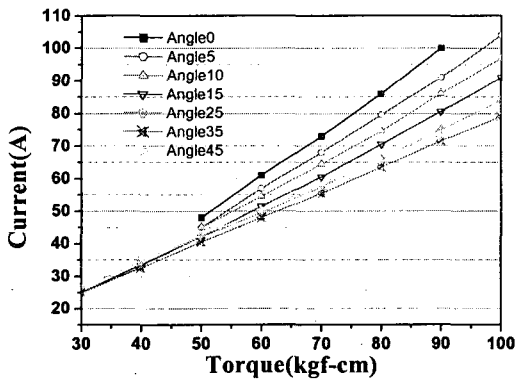


그림 15. 전류위상각 변화에 따른 전류대 토크 곡선
 Fig. 15 Current-torque curve for current angle variation

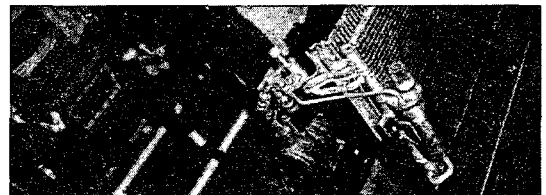


그림 17. 컴프레서 시스템 및 시작기 IPMSM
 Fig. 17 Compressor system and prototype IPMSM

3. 결 론

본 논문은 향후 자동차의 전장시스템에서 중요 전기 부하로 예상되는 42V 차량용 전동 에어컨 (그림 17)을 위한 42V급의 IPMSM 및 구동 드라이버의 시작기 설계 및 제작 (그림 16)에 관해 다루었으며, 개발 중에 발생하였던 문제점에 대해 분석하고 개선 방안에 대해 검토하였다. IPM 전동기의 일정토크 운전 영역에서 전류 위상각에 따른 발생 토크의 특성을 수학적 모델링을 통해 시뮬레이션 하였으며, 전류의 크기 및 전류의 위상각 변화에 따른 인덕턴스의 비선형성을 고려하여 매입형 영구자석 전동기의 최대토크 운전 위상각을 찾아보았다. 비용을 절감할 수 있는 인버터를 설계 제작하여 전류 위상각에 따른 실험을 수행하고 단위 전류 당 최대 토크 발생 전류 위상각을 실험적으로 찾아 시뮬레이션과 비교하여 그 타당성을 확인하였다.

자동차 응용에서는 전동기 사이즈 제약이 많으므로 초기 모델에서는 에어컨 시스템임을 감안하여 역기전력의 정현성에 큰 비중을 두지 않았으나, 슬롯주파수의 역기전력고조파로 인하여 최대속도, 고토크에서는 역기전력의 고조파가 커서 전류제어 특성이 매우 불안정하였다. 개선 모델에서는 스류를 적용한 고정자 제작으로 전류제어 특성은 현저히 개선되었으며, 역기전력과 인덕턴스가 감소되어 전동기의 운전 속도 범위가 3300rpm에서 3500rpm으로 200rpm 정도 증가함을 확인하였다.

구동용 인버터의 경우 비용 효과(Cost Effective) 설계를 위하여 초기 모델에서는 0.5mΩ의 분로저항을 사용하였는데, 저항의 오차와 온도에 따른 변화 그리고 너무 낮은 검출전압으로 인한 검출 오차 등으로 적용이 난이 하여 200A 급의 HCT(Hall Effect Current Transformer)로 변경하여 적용하였다. HCT의 경우 매우 고가 이므로 차량용 전동 에어컨을 위한 42V급의 IPMSM 및 구동 드라이버 자동차의 제품화를 위해서는 가격 및 사이즈의 문제로 대전류 정밀 분로저항의 개발이 필요하다고 판단된다.

참 고 문 헌

[1] 성하경, 허진, 정인성, 김주환“42V 전동식 에어컨 시스템용 모터 개발”, The proceedings of KIEE, vol.52, No. 10, pp. 42-48, 2003

[2] 김종대, 김의봉, “차세대 자동차용 42V 시스템 개발동향”, The proceedings of KIEE, vol.52, No. 10, pp. 22-28, 2003

[3] Chang-Chou Hwang and Y. H. Cho, “Effects of Leakage Flux on Magnetic Fields of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 4, pp. 3021-3024, 2001.

[4] 武田洋次, “Design and Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(埋込磁石同期モータの設計と制御)” First Edition, 2001.

[5] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with

High-Performance Current Regulator”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, pp. 920-926, 1994.

[6] Marco Bilewski, Antonino Fratta, Luigi Giordano, Alfredo Vagati, and Franco Villata, “Control of High-Performance Interior Permanent Magnet Synchronous Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 328-337

[7] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, “Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 41, no. 5, pp. 51-517, Oct. 1994

[8] F.B. Fidel, G.C. Aurelio, and F. Roberto, “Determination of Parameters in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors with Iron Losses without Torque Measurement,” IEEE Trans. on Ind. Appl., vol, 37, no. 5, pp.1265-1272, Sept./Oct. 2001

[9] Sheppard J. Salon, “Finite Element Analysis of Electrical Machines,” Kluwer Academic Publishers

[10] J.J. Lee, Y.K. Kim, H. Nam, K.H. Ha, J.P. Hong, and D.H.Hwang, “Loss distribution of three phase induction motor fed by pulsewidth modulated inverter” IEEE Trans. on Magn., vol. 40, no.2, pp.762-765, March 2004

[11] G.H. Kang, J.P. Hong, G.T. Kim and J.W. Park, “Improved Parameter Modeling of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Finite Element Analysis,” IEEE Trans. on Magn., vol. 36, no. 4, pp. 1867-1870, Jul 2000

[12] J.Y. Lee, J.P. Hong, and D.H. Kang, “A Study of Inductance Computations for Transverse Flux Linear Motor Considering Nonlinearity of Magnetic Material,” Key Engineering Materials, vol. 277-279, pp.391-396, be published 2005

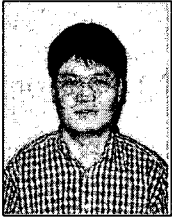
[13]Gapponi, “Brushless AC Drive Using An Axial Flux Synchronous PM Motor With Low Resolution Position Sensors”, 35thAnnual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004

[14]Texas Instrument, “Three phase current measurements using a single line resistor on the TMS320F240” App. Note, Literature Number: BPRA077, 1998

감사의 글

본 연구는 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라추진사업과 지방기술혁신사업(RTI04-01-03) 지원으로 수행되었습니다.

저 자 소 개



이근호 (李根浩)

1969년 4월 11일생. 1992년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 1994년~2002년 LG-OTIS 선임연구원. 2002년~현재 경남도립 남해전문대학 컴퓨터응용전기과 전임강사. 2001년~현재 창원대 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 055-860-5354

E-mail : motor@nc.namhae.ac.kr



홍정표 (洪正杓)

1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 LG정밀(주) 중앙연구소 주임연구원 1990년~1992년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1996년 한양대 산업과학연구소 선임연구원. 현재 창원대 공대 전기공학과 부교수.

Tel : 055-279-7517

Fax : 055-263-9956

E-mail : jphong@changwon.ac.kr



이지영 (李旨榮)

1977년 5월 26일생. 2000년 창원대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 055-262-5966

Fax : 055-263-9956

E-mail : jyecad@korea.com